



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑫ Off nl gungsschrift  
⑩ DE 44 43 690 A 1

⑤1 Int. Cl.<sup>6</sup>:  
H 02 M 3/06

②1 Aktenzeichen: P 44 43 690.4  
②2 Anmeldetag: 8. 12. 94  
④3 Offenlegungstag: 20. 6. 96

DE 44 43 690 A 1

⑦1 Anmelder:  
Poppe, Martin, Prof. Dr., 48565 Steinfurt, DE

⑦2 Erfinder:  
gleich Anmelder

⑤6 Entgegenhaltungen:

US 49 33 827  
US 44 51 743  
EP 6 10 939 A1

Ichirou Oota u.a., A Realization of..., In: Electronics and Communications in Japan, Vol. 66-C, No. 8, 1983, S. 116-125;

Fumio Ueno u.a., Analysis and Application... In: Electronics and Communications in Japan, Part 2, Vol. 73, No. 9, 1990, S. 91-103;

JP 5-137320 (A) In: Patents Abstracts of Japan, Sect E, 1993, Vol. 17/No. 521 (E-1435);

JP 2-276465 (A) In: Patents Abstracts of Japan, Sect. E, 1991, Vol. 15/No. 15 (E-1028);  
JP 3-235657 (A) In: Patents Abstracts of Japan, Sect. E, 1992, Vol. 16/No. 18 (E-1155);  
JP 63-217971 (A) In: Patents Abstracts of Japan, Sect. E, 1989, Vol. 13/No. 8 (E-702);  
A.H. Falkner, The simplest..., in: Electronic Engineering, 9. 1972, Vol. 44, H. 535, S. 68,69;  
JP 53-118724(A) In: Patents Abstracts of Japan, Sect. E, 1978, Vol. 2/No. 150 (E-78);  
JP 6-105537(A) In: Patents Abstracts of Japan, Sect. E, 1994, Vol. 18/No. 378 (E-1579);

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 Monolithische integrierbare Schaltung zur Gleichspannungswandlung

⑤7 Zum Patent angemeldet wird eine Schaltung, die Gleichspannungen direkt, das heißt ohne den Umweg über Wechselspannungen in andere Gleichspannungen transformiert. Im Gegensatz zu heute gängigen Schaltungen wird die Energie durch elektrische Felder, also nicht durch Magnetfelder transformiert. Hieraus ergibt sich, daß der Wandler nicht nur in Form eines einzigen Halbleiterbauelementes monolithisch integriert werden kann, sondern auch gegenüber äußeren elektromagnetischen Feldern unempfindlich ist.

Bei Anwendungen, bei denen das Verhältnis von Eingangszu Ausgangsspannung konstant ist, kann der Transformator so ausgelegt werden, daß er einen Wirkungsgrad nahe 100% erreicht. Bei Anwendungen mit stark variierender Eingangsspannung kann - allerdings um den Preis eines reduzierten Wirkungsgrades oder einer begrenzten monolithischen Integrierbarkeit - dennoch eine konstante Ausgangsspannung gewährleistet werden.

Insbesondere bei einem monolithisch integrierten, intern mit Schaltfrequenzen im Bereich oberhalb von 100 MHz arbeitenden Transformator können den Wirkungsgrad steigernde induktive Lasten durch eine geschickte Geometriewahl der zur Transformation nötigen Kondensatoren in diese "eingebettet" werden.

Der Transformator kann so gestaltet werden, daß selbst bei Regelzeitkonstanten unterhalb einer Millisekunde im lastfreien Fall (Leerlauf) die statische Verlustleistung deutlich unter einem Mikrowatt liegt.

Die Erfindung hat ein breites Anwendungsspektrum: zusammen

men ...

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

BUNDESDRUCKEREI 04. 96 602 025/28

4/24

DE 44 43 690 A 1

## 1. Stand der Technik

1.1 Die Erfindung geht aus von einer Schaltung zur Wandlung von Gleichstromspannungen nach der Gattung des Hauptanspruches. Spannungen werden in heute gebräuchlichen Geräten durch induktive Kopplung transformiert (siehe zum Beispiel H.-J. Bauckholt: "Grundlagen und Bauelemente der Elektrotechnik", Carl Hanser Verlag, München 1989, ISBN 3-446-15246-6, S.243ff). Die Eingangsspannung wird an eine elektrische Spule ("Primärspule") gelegt. Die Ausgangsspannung wird von einer zweiten Spule ("Sekundärspule") geliefert, welche, typischer Weise über einen Eisenkern, mit der ersten Spule induktiv gekoppelt ist. Das Verhältnis zwischen der Eingangsspannung und der Ausgangsspannung läßt sich über das Verhältnis der Windungszahlen der beiden Spulen bestimmen. Die Verlustleistung des induktiven Transformators ist in P. Vaske und J.H. Riggerts Buch "Elektrische Maschinen und Umformer", Teil 2, B.G. Teubner Verlag, Stuttgart 1974, ISBN 3-519-16402-7, auf den Seiten 58ff beschrieben. Der induktive Transformator gibt während seines Betriebes ständig Energie in Form elektromagnetischer Wellen und in Form von Wärme ab. Er ist für von außen herangetragene elektromagnetische Felder empfänglich und gibt ein Teil der mit ihnen verbundenen Energie in Form von Störimpulsen an den Verbraucher und an die Spannungsquelle weiter. Der induktive Transformator ist, verglichen mit mikroelektronischen Schaltungen in der Regel recht groß und schwer.

Das oben beschriebene Verfahren funktioniert nur bei Wechselströmen. Daher wird, wie beispielsweise im "VDI Lexikon der Energietechnik" (Herausgeber H. Schäfer), VDI Verlag, Düsseldorf 1994, ISBN 3-18-400892-4, S.560f, beschrieben, eine Gleichspannungswandlung durch drei hintereinander geschaltete Modulen erreicht. Mittels eines Wechselrichters wird aus der Eingangsgleichspannung eine Wechselspannung erzeugt. Die Wechselspannung wird wie beschrieben transformiert. Die Ausgangsspannung des Transformators wird durch einen Gleichrichter wieder in eine Gleichspannung verwandelt.

1.2 In dem Buch "Analog MOS Integrated Circuits for Signal Processing" von R. Gregorian und G.C. Temes, erschienen bei John Wiley & Sons, New York, 1986, ISBN 0-471-62569-8, wird auf den Seiten 265—460 das breite Anwendungsspektrum der Schaltungstechnik der geschalteten Kondensatoren dargestellt. Bei dieser Technik macht man sich die Tatsache zu Nutze, daß in dem Falle, in dem eine der Elektroden eines Kondensators elektrisch isoliert ist, sich das Potential dieser Elektrode durch eine mittels Schalterumstellung erzwungene Potentialänderung an der anderen Elektrode um einen zu letzterer Potentialänderung proportionalen Betrag ändert. Dieses Prinzip wird insbesondere bei Analog-Digitalwandlern, bei Signalgeneratoren und bei analogen Filtern ausgenutzt (siehe auch P.E. Allen und D.R. Holberg: "CMOS Analog Circuit Design", Saunders College Publishing, Orlando, Florida, 1987, ISBN 0-03-006587-9, Seiten 534ff). Es ist überraschend, daß die Möglichkeiten der geschalteten Kapazitäten im Hinblick auf Gleichspannungswandler noch nicht erkannt wurden.

Die erfindungsgemäße Schaltung mit den Merkmalen des Hauptanspruches hat demgegenüber die Vorteile, daß,

1. da zur Spannungswandlung keine Magnetfelder nötig sind, der Wandler nicht nur in Form eines einzigen Halbleiterbauelementes monolithisch integriert werden kann, sondern auch gegenüber äußeren elektromagnetischen Feldern unempfindlich ist,
2. auch bei stark variierender Eingangsspannung eine konstante Ausgangsspannung geliefert werden kann,
3. bei Anwendungen, bei denen das Verhältnis von Eingangs- zu Ausgangsspannung konstant ist, der Transformator so ausgelegt werden kann, daß er einen Wirkungsgrad nahe 100% erreicht.
4. der Gleichspannungswandler ohne Wechsel- und Gleichrichter auskommt.

Durch die in den Unteransprüchen aufgeführten Maßnahmen sind vorteilhafte Weiterbildungen und Verbesserungen der im Hauptanspruch angegebenen Schaltung möglich.

Die Ausgangsspannung kann gleichzeitig der Versorgung der zur Regelung der Spannungstransformation nötigen Teilschaltungen dienen. Diese Versorgung wird auch nach dem vollständigen Entladen des Transformators sichergestellt, wenn die Differenz zwischen der Eingangsspannung und der Ausgangsspannung durch eine Reihenschaltung von Dioden nach oben begrenzt ist.

Die Ausgangsspannung kann durch Verwendung eines passiven Tiefpasses geglättet werden.

Der Wirkungsgrad des Transformators kann durch das Einbringen induktiver Lasten erhöht werden. Insbesondere bei einem monolithisch integrierten, intern mit Schaltfrequenzen im Bereich oberhalb von 100 MHz arbeitenden Transformator können induktive Lasten durch eine geschickte Geometriegestaltung der zur Transformation nötigen Kondensatoren in diese "eingebettet" werden.

Der Digitalteil des Gleichstromtransformators kann durch die Verwendung der voll statischen CMOS Technik in Verbindung mit einem abschaltbaren Oszillator so gestaltet werden, daß er in dem Falle, in dem der Ausgang lastfrei ist, selbst keinen Strom verbraucht.

Die der Regelung der Ausgangsspannung dienende Spannungsüberwachungsschaltung kann durch geschickte Dimensionierung so gestaltet werden, daß selbst bei Regelzeitkonstanten unterhalb einer Millisekunde die statische Verlustleistung deutlich unter einem Mikrowatt liegt.

## 3. Zeichnungen

Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in den Zeichnungen dargestellt, und in der nachfolgenden Beschreibung näher erläutert. Es zeigt Fig. 1 das Blockschaltbild des Gleichspannungswandlers. Fig. 2 zeigt die Schalterausstattung eines Transformationskondensators. Fig. 3 zeigt die Zeitabfolge der Kondensatorverschaltung. In Fig. 4 wird die Verallgemeinerung des Wandlungsprinzips auf mehrere Kondensatoren demonstriert. Fig. 5 zeigt eine Schaltung zur Überwachung der Ausgangsspannung. Fig. 6 zeigt die möglichen geometrischen Gestaltungen eines Kondensators,

in den eine oder mehrere induktive Lasten eingebettet sind.

#### 4. Beschreibung des Ausführungsbeispiels

Fig. 1 zeigt das Blockschaltbild eines Gleichspannungswandlers. Dieser besteht aus einer Schaltung (1) zur Spannungstransformation an die die Eingangsspannung (E) angelegt wird, einem Tiefpaß (2), an den die Zwischenspannung (Z) gegeben wird und von dem die Ausgangsspannung (A) abgegriffen wird, einer Schaltung zur Überwachung der Ausgangsspannung (3), sowie einer digitalen Steuerung (4), welche durch die Überwachungsschaltung (3) an- und abgeschaltet wird, und welche den zeitlichen Ablauf der Spannungstransformation (1) steuert.

Eine besonders einfache Realisierung der in Fig. 1 (1) gezeigten Schaltung zur Spannungstransformation ist in Fig. 2 dargestellt. Die Schaltung besteht aus einem Kondensator und aus vier Schaltern (a, b, c, d). Die Schalter sind typischer Weise als Bipolartransistoren, als Feldeffekttransistoren, oder als Transmissionsgatter realisiert. Die beiden Hauptphasen (T1 und T2) des zeitlichen Ablaufes der Wandlung sind in Fig. 3 skizziert.

Die Wandlung beginnt mit dem Aufladen des Kondensators auf die Eingangsspannung (E); die Schalter (b) und (c) sind geschlossen, die Schalter (a) und (d) sind offen. Dies ist die Situation zum Zeitpunkt T1 in Fig. 3. Dann werden auch die Schalter (b) und (c) geöffnet. Durch Schließen des Schalters (a) wird das Potential der beiden Kondensatorelektroden um die Spannung E erhöht, so daß jetzt an der in Fig. 2 oben liegenden Kondensatorelektrode die Spannung 2E anliegt. Bis zu diesem Zeitpunkt ist noch kein Strom geflossen. Dann wird der Schalter (d) geschlossen. Ist die Spannung 2E größer als das Potential Z vor dem Schließen des Schalters (d), so entlädt sich der Kondensator über den Schalter (d). Gleichzeitig fließt über den Schalter (a) ein Ausgleichstrom. Diese Phase ist in Fig. 3 als T2 angegeben. Für die grundsätzliche Wirkungsweise ist es unerheblich, in welcher Reihenfolge die Schalter (a) und (d) geschlossen werden. Auf die Entladung folgt ein beliebig kurz andauernder Zwischenzustand, in dem alle Schalter offen sind. Durch Schließen der Schalter (b) und (c) wird der Ausgangszustand wie zum Zeitpunkt T1 erreicht. Nach dem Schließen der Schalter (b) und (c) fließen über diese Schalter wiederum gleich große Ströme.

Auf die oben skizzierte Art ist es möglich, Spannung bis zur doppelten Eingangsspannung zu erzeugen. Für den besonders ungünstigen Fall, daß die Potentiale E und Z in den Fig. 1 bis 3 durch ideale Spannungsquellen fixiert sind, beträgt der Wirkungsgrad  $\eta$  der Schaltung (1) in Fig. 1  $\eta = Z/(2E)$ . Dabei wird davon ausgegangen, daß die Widerstände an den Schaltern so klein sind, daß die Umladezeitkonstante  $R_{\text{Schalter}} \times C_{\text{Kondensator}}$  sehr viel kleiner als die zu Umladen zur Verfügung stehende Zeit ist. In diesem Falle hängt also der Wirkungsgrad nicht mehr von den Schalterwiderständen ab.

Ist das Potential Z nur über eine Ohmsche Last, das heißt ohne kapazitiven Tiefpaß, mit dem Massenpotential verbunden, so wird die Verlustleistung halbiert, und der Wirkungsgrad verbessert sich auf  $\eta = 50\% + Z/(4E)$ . Allgemein gilt: in dem Maße, in dem es gelingt, die Spannungen an den Schaltern zu senken, nähert sich der Wirkungsgrad 100%.

Der Wirkungsgrad des Transformators kann erhöht werden, wenn einige oder alle der Schalter a, b, c und d in Fig. 2, beziehungsweise einige oder alle der zur Realisierung

der in Fig. 4 gezeigten Zeitabfolge nötigen Schalter in Reihe mit induktive Lasten (Spulen) geschossen werden. Insbesondere bei monolithisch integrierten, mit internen Taktfrequenzen oberhalb von 100 MHz arbeitenden Transformatoren ist es von Vorteil, diese induktiven Lasten gemeinsam mit den Transformationskondensatoren in Form eines einzigen Bauteiles zu realisieren. Die möglichen Geometrien dieses, am besten "Spulator" genannten, Bauelementes sind in Fig. 6 dargestellt. Je nach gewünschten Eigenschaften entstehen durch das Übereinanderlegen von zwei der drei in Fig. 6 skizzierten Geometrien Kondensatoren, bei denen die Magnetfelder der sich aufladenden Elektroden positiv oder negativ gekoppelt sind. Ist eine der Elektroden, wie in Fig. 6 rechts gezeigt, konventionell ausgelegt, so hat nur die jeweils andere Elektrode eine induktive Last.

In vielen Fällen ist es von besonderem Vorteil, das Eingangspotential (E) mit dem Ausgangspotential (Z) über eine, oder mehrere in Reihe geschaltete Dioden zu verbinden. Die Dioden werden Fig. E > Z in Durchlaßrichtung gepoolt. Durch die Auswahl und Anzahl der Dioden wird eine maximale Potentialdifferenz zwischen Ein- und Ausgang festgelegt. Wird diese Differenz so gestaltet, daß bei der maximal möglichen Eingangsspannung das Potential (Z) größer ist als die Mindestspannung zur Versorgung der Teilschaltungen (2), (3) und (4) in Fig. 1, jedoch kleiner als die Sollspannung am Ausgang ist, so kann die gesamte in Fig. 1 gezeigte Schaltung dadurch initialisiert werden, daß die Eingangsspannung kurzzeitig auf ihren Maximalwert gebracht wird. Nach der Initialisierung sind die Diodenströme vernachlässigbar klein.

Bei Anwendungen, in denen die Ausgangsspannung immer kleiner als die Eingangsspannung sein soll, können die Schalter (a) und (c) weggelassen werden, und die in Fig. 2 unten liegende Elektrode permanent mit der Massenleitung (Nullpotential) verbunden werden. Der Wandlungsablauf besteht dann nur noch aus einem gegenphasigen Öffnen und Schließen der Schalter (b) und (d). Von besonderem Vorteil ist es, wenn auch hier die Öffnungsphasen der Schalter nicht überlappen.

Bei Anwendungen, in denen die Ausgangsspannung mehr als doppelt so groß sein soll, wie die Eingangsspannung, sind mehrere Kondensatoren zur Spannungstransformation nötig. In diesem Falle werden mehrere Schaltungen der in Fig. 2 gezeigten Art in Reihe geschaltet. Mit n Kondensatoren kann das (n+1)-fache der Eingangsspannung erzeugt werden. Fig. 4 zeigt oben die beiden Hauptphasen des Wandlungsablaufes am Beispiel einer Schaltung mit drei Kondensatoren. In der ersten Phase (T1) sind alle Kondensatoren parallel geschaltet. Nach einer sehr kurzzeitigen hochohmigen Zwischenphase in der alle Schalter offen sind, werden die Schalter so geschlossen, daß die in Abb. 4 oben als (T2) gekennzeichnete Konfiguration entsteht.

Bei Anwendungen, in denen das Verhältnis zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung ständig ähnliche Werte hat, kann ein besonders guter Wirkungsgrad (nahe 100%) erzielt werden, wenn bei gegebener Eingangsspannung die durch die Anordnung der Kondensatoren maximal mögliche Ausgangsspannung nur wenig über der gewünschten Ausgangsspannung liegt. Das Maximum der Ausgangsspannung muß kein Vielfaches der Eingangsspannung sein, wie der folgende Algorithmus zeigt:

Gewünscht wird Fig. die Schaltung (1) eine maximale Ausgangsspannung  $Z = a \times E$ , wobei  $a > 1$  ist. Der Proportionalitätsfaktor  $\alpha$  wird als Reihe entwickelt:

$$\alpha = 1 + \frac{1}{n_1} + \frac{1}{n_2} + \dots = 1 + \sum_{i=1}^k \frac{1}{n_i},$$

wobei  $n_1, n_2, \dots$  natürliche Zahlen sind. Aus Kostengründen wird die Reihe vorzugsweise so gewählt, daß

$$\sum_{i=1}^k n_i = \text{Minimum}.$$

Im Ladezyklus (T1) des Transformators werden  $k$  Reihenschaltungen aus jeweils  $n_i$  Kondensatoren parallel zur Eingangsspannung  $E$  geschaltet. Alle in einer Reihe geschalteten Kondensatoren haben die gleiche Kapazität. Im Entladezyklus (T2) werden alle Parallelverbindungen durch Reihenverbindungen und alle Reihenverbindungen durch Parallelverbindungen ersetzt. Schaltet man  $n$  Entladezyklus (T2) das so entstandene Netzwerk zwischen das Eingangspotential ( $E$ ) und das Zwischenpotential ( $Z$ ), so baut sich nach einigen Schaltzyklen gerade die Spannung  $Z = \alpha \times E$  auf. Diese Variante wird in Fig. 4 unten für den Fall

$$\alpha = 5/2 = 1 + \frac{1}{1} + \frac{1}{2}$$

beispielhaft gezeigt. Schaltet man dagegen im zweiten Zeitintervall (T2) das resultierende Netzwerk zwischen das Zwischenpotential ( $Z$ ) und das Massenpotential, so baut sich nach einigen Zyklen die Spannung  $Z = (a - 1) \times E$  auf.

So ergibt sich insgesamt, daß sich durch eine geschickte Wahl der Kondensatorvernetzungen jedes konstante Verhältnis zwischen der Eingangsspannung ( $E$ ) und der Zwischenspannung ( $Z$ ) praktisch verlustfrei realisieren läßt. Bei diesen Anwendungen kann gegebenenfalls auf die Überwachungsschaltung (3) verzichtet werden.

Von besonderem Vorteil insbesondere bei auf Halbleiter Bauelementen beruhenden, oder bei auf einem Halbleiterchip integrierten Realisierungen ist es, die Reihenfolge der beim Eintritt in die Phase (T2) in Fig. 4 nötigen Schalterschlüsse so zu wählen, daß zunächst der mit der Eingangsspannung zu verbindende Kondensator, dann der mit diesem in Reihe geschaltete, und zuletzt der mit dem Ausgangspotential ( $Z$ ) verbundene Kondensator aus dem hochohmigen Zustand genommen wird. Auf diese Weise wird sichergestellt, daß zu keinem Zeitpunkt in der Schaltung ein gegenüber dem Nullpotential negatives Potential entsteht.

Beim Übergang der oben beschriebenen Schaltungen in die Phase des Anschlusses (T2) an das Zwischenpotential ( $Z$ ) erhält dieses Zwischenpotential Spannungsspitzen  $\Delta U$  von maximal

$$\Delta U = (n + 1)E - A_{\text{Soll}}$$

Hierbei ist  $n$  die Anzahl der Transformationskondensatoren und  $A_{\text{Soll}}$  die Sollspannung am Ausgang. Diese können durch eine Schaltung mit Tiefpaßcharakter gedämpft werden. Die einfachste Möglichkeit besteht darin, die Spannung ( $A$ ) durch einen Kondensator mit der Kapazität  $C_{\text{groß}}$  zu puffern. Die Schaltung (2) in Fig. 1

besteht als nur aus einem einzigen Kondensator, dessen eine Elektrode an Masse, und dessen andere Elektrode gleichzeitig an die Potentiale ( $A$ ) und ( $Z$ ) in Fig. 1 geschlossen ist. Der Tiefpaßcharakter dieses Kondensators ergibt sich im Zusammenhang mit dem Widerstand des Schalters ( $d$ ) in Fig. 2. Hat der Transformationskondensator in Fig. 2 die Kapazität  $C_{\text{klein}}$ , so wird die Spannungsspitze auf maximal

$$\Delta U = [(n + 1)E - A_{\text{Soll}}] \times \frac{C_{\text{klein}}}{C_{\text{groß}} + C_{\text{klein}}}$$

reduziert.

Fig. 5 zeigt eine Schaltung zur Überwachung der Ausgangsspannung. Die Ausgangsspannung ( $A$ ) wird über eine, oder mehrere in Reihe geschaltete Dioden an einen Widerstand geschlossen, dessen anderes Ende mit der Massenleitung verbunden ist. Durch diese Anordnung wird erreicht, daß das Potential ( $B$ ) am der Massenleitung angewandten Anschluß des Widerstandes eine in nullter Näherung konstante Differenz gegenüber dem Ausgangspotential ( $A$ ) hat. Demgegenüber haben insbesondere in CMOS Technik realisierte Schmitt-Trigger die Eigenschaft, daß die Sprungspannungen der Hysteresekurven annähernd proportional zur Versorgungsspannung sind. Die Eingangsspannung des Schmitt-Triggers wächst also stärker mit der Versorgungsspannung an, als die Sprungspannungen des Schmitt-Triggers. (Bei Anwendungen, die besonders hohe Anforderungen an die Gleichförmigkeit der Ausgangsspannung haben, kann der Schmitt-Trigger auch durch einen mit geringen Querströmen behafteten Inverter ersetzt werden.)

Der Ausgang des Schmitt-Triggers wird an den Eingang eines hoch verstärkenden Inverters gelegt. Der Ausgang des Inverters dient als Startsignal für die digitale Steuerung (4) in Fig. 1.

Die Zeitkonstante der Regelschleife wird durch den in Fig. 5 gezeigten Widerstand  $R$  und die Eingangskapazität des Schmitt-Triggers,  $C_{\text{Schmitt}}$  bestimmt:

$$\tau = RC_{\text{Schmitt}}$$

Da die Eingangskapazitäten von integrierten Schmitt-Trigger im Bereich um 50fF liegen, kann man Zeitkonstanten im Bereich von 0,1 ms bereits mit einem 2GΩ Widerstand erreichen. Dies bedeutet, wenn beispielsweise die Eingangsspannung ( $B$ ) zum Schmitt-Trigger gleich der Hälfte einer mit 5 Volt angenommenen Ausgangs-Sollspannung ist, daß die statische Verlustleistung des Triggereinganges unter 10 nW liegt.

Es ist von besonderem Vorteil, den Schmitt-Trigger ebenfalls so auszulegen, daß seine Hysteresis klein ist, und seine Querströme beim Umschalten gering sind. Dies kann durch die Verwendung von langen, MOS Transistoren von geringer Weite geschehen.

Der Ausgang der Spannungsüberwachungsschaltung (3) aktiviert ein digitales Steuerwerk (4), welches über mindestens 2 Steuerleitungen ( $S$ ) für die korrekte Abfolge der Stellungen der Schalter ( $a, b, c, d$ ) sorgt. Dieses Steuerwerk wird als synchroner endlicher Automat entworfen.

Besonders vorteilhaft ist die Realisierung dieses Steuerwerkes in der CMOS Technik des voll statischen Entwurfes in Verbindung mit einem abschaltbaren Oszillator. Der Oszillator ist passiv, solange die Spannungs-

Überwachungsschaltung signalisiert, daß die Ausgangsspannung hinreichend groß ist. So wird insgesamt erreicht, daß das Steuerwerk nur im Bedarfsfall Strom verbraucht.

#### Patentansprüche

1. Schaltung zur Transformation von Gleichspannungen unter Zuhilfenahme mindestens eines geschalteten Kondensators, dadurch gekennzeichnet, daß der oder die Kondensator(en) Ladungsträger von der Eingangsselektrode mit dem Potential (E) abziehen und an das Zwischenpotential (Z) abgeben, daß die Zwischenspannung (Z) an eine Schaltung mit Tiefpaßcharakter (2), vorzugsweise eine rein passive Schaltung, deren eine Elektrode sowohl mit der Zwischenspannung (Z) als auch mit dem Anschluß der Ausgangsspannung (A) verbunden ist, und deren andere Elektrode mit dem Massenpotential verbunden ist, geleitet wird, daß die Ausgangsspannung von einer weiteren Schaltung (3) überwacht wird, deren Ausgang ein digitales Steuerwerk (4) aktiviert, welches die Schalter des geschalteten Kondensators ansteuert.
2. Schaltung nach dem Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die eine Kondensatorelektrode in der Teilschaltung (1) abwechselnd an die Massenleitung und die Eingangsversorgungsspannung (E) geschlossen wird, und die andere Kondensatorelektrode abwechselnd an die Eingangsversorgungsspannung (E) und die Zwischenspannung (Z) geschlossen wird, oder alternativ, daß ein Netzwerk (1) aus Schaltern und Kondensatoren in einem Zeitintervall (T1) zwischen die Versorgungsspannung (E) und das Massenpotential gelegt wird und in einem zweiten, mit dem ersten Zeitintervall (T1) nicht überlappenden Zeitintervall (T2) dieses Netzwerk so umgeschaltet ist, daß alle Parallelverbindungen der Kondensatoren zu Seriellverbindungen werden, und alle Seriellverbindungen der Kondensatoren zu Parallelverbindungen werden, und daß das daraus resultierende, veränderte Netzwerk im zweiten Zeitintervall (T2) zwischen das Zwischenpotential (Z) und die Massenleitung geschaltet ist, oder alternativ, daß ein Netzwerk (1) aus Schaltern und Kondensatoren in einem Zeitintervall (T1) zwischen die Versorgungsspannung (E) und das Massenpotential gelegt wird und in einem zweiten, mit dem ersten Zeitintervall (T1) nicht überlappenden Zeitintervall (T2) dieses Netzwerk so umgeschaltet ist, daß alle Parallelverbindungen der Kondensatoren zu Seriellverbindungen werden, und alle Seriellverbindungen der Kondensatoren zu Parallelverbindungen werden, und daß das daraus resultierende, veränderte Netzwerk im zweiten Zeitintervall (T2) zwischen die Eingangsspannung (E) und das Zwischenpotential (Z) geschaltet ist.
3. Schaltung nach den Ansprüchen 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Ausgangsspannung (A) auch der Spannungsversorgung der Teilschaltungen (3) und (4) dient.
4. Schaltung nach den Ansprüchen 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Differenz zwischen dem

Eingangspotential (E) und dem Ausgangspotential (A) durch eine oder mehrere in Reihe geschaltete, zwischen diese Potentiale geschlossene Dioden nach oben begrenzt wird.

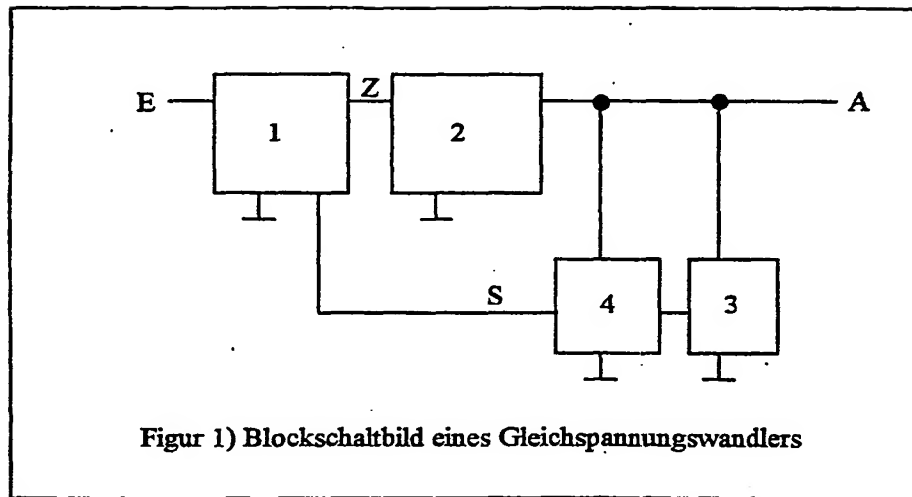
5. Schaltung nach den Ansprüchen 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß das digitale Steuerwerk (4) als in synchroner, voll statischer CMOS Technik realisierter endlicher Automat entworfen ist, dessen Takt von einem abschaltbaren Oszillator geliefert wird, und dessen an die Schalter der Teilschaltung (1) gehenden Steuerleitungen (S) Schaltsignalen mit nicht überlappenden Öffnungsphasen führen.

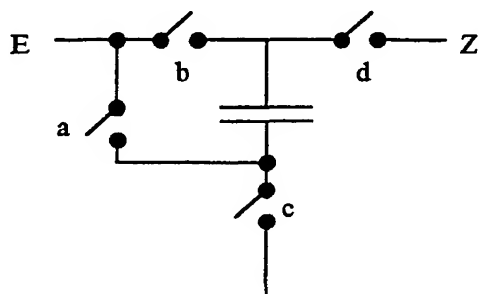
6. Schaltung nach den Ansprüchen 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Spannungsüberwachungsschaltung (3) durch einen mittels Reihenschaltung von mindestens einer Diode und einem hochohmigen Widerstand ( $R > R_{\text{Verbraucher}}$ ) geschaffenen Spannungsteiler zwischen der Ausgangsspannung (A) und der Massenleitung, von dem mittig (B) eine Spannung abgegriffen wird, welche einem verlustarmen, mit geringer Hysterese behafteten Schmitt-Trigger zugeführt wird, und mindestens einer nachfolgenden Verstärkerstufe realisiert wird.

7. Schaltung nach den Ansprüchen 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß induktive Lasten in Reihe mit einem oder mehreren der Schalter der Schaltung 1 in Reihe geschaltet werden.

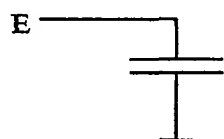
8. Kondensator, dadurch gekennzeichnet, daß mindestens eine der Elektroden in Form einer Spirale ausgeführt ist.

Hierzu 3 Seite(n) Zeichnungen

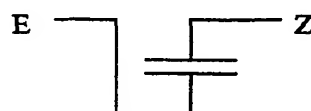




Figur 2) Schalterausstattung eines Transformationskondensators

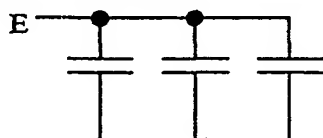


T1

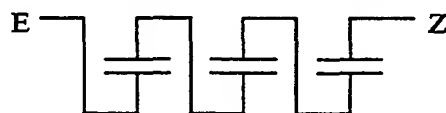


T2

Figur 3) Zeitabfolge der Kondensatorverschaltung

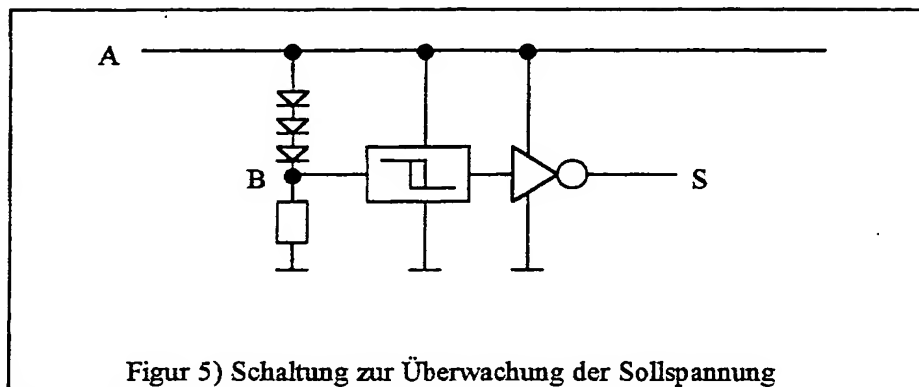


T1

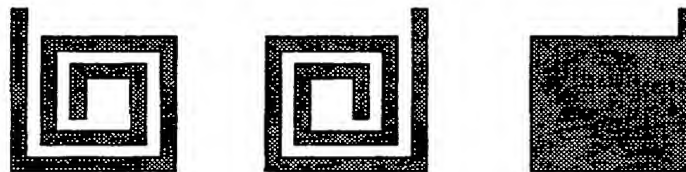


T2

Figur 4) Zeitabfolge bei mehreren Transformationskondensatoren  
oben für  $Z < 4E$ , unten für  $Z < 2.5E$



Figur 5) Schaltung zur Überwachung der Sollspannung



Figur 6) Elektroden des Kondensators mit kapazitiver Last ("Spulator")



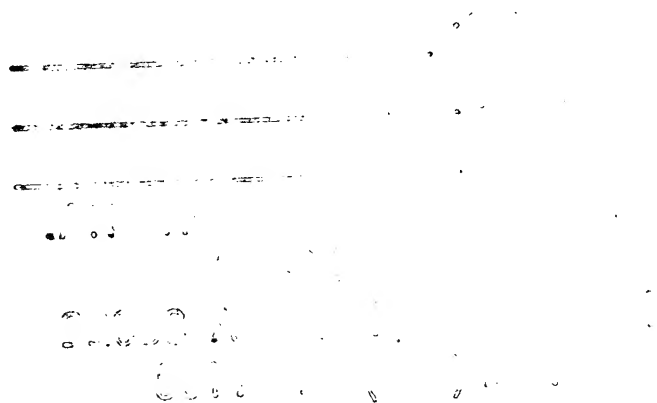
**Monolithic integrated circuit for direct transformation of DC voltages**

Patent Number: DE4443690  
Publication date: 1996-06-20  
Inventor(s): POPPE MARTIN PROF DR (DE)  
Applicant(s): POPPE MARTIN PROF DR (DE)  
Requested Patent: DE4443690  
Application Number: DE19944443690 19941208  
Priority Number(s): DE19944443690 19941208  
IPC Classification: H02M3/06  
EC Classification: H02M3/07  
Equivalents:

**Abstract**

A circuit for transforming DC uses at least one capacitor. The input voltage (e) is changed to an intermediate voltage (z), which is then applied to a circuit with a low-pass characteristic (2), preferably purely passive, whose output terminal is at the final voltage (a) and whose central terminal is earthed. The output voltage is monitored by another circuit(3) feeding into a digital controller (4) which activates switches for the condenser(s). In the first circuit, one side of the condenser is alternately connected to earth and to the input voltage whereas the other side is connected alternately to the input voltage and the intermediate voltage. If there are several condensers, they all become alternately series- and parallel-connected together.

Data supplied from the esp@cenet database - I2



DOCKET NO: W&B-INF-1816  
SERIAL NO: \_\_\_\_\_  
APPLICANT: Michael Hausmann  
LERNER AND GREENBERG P.A.  
P.O. BOX 2480  
HOLLYWOOD, FLORIDA 33022  
TEL. (954) 925-1100